

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 8 - 3 7 7 7 8

(43) 公開日 平成 8 年 (1996) 2 月 6 日

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M	3/28	H		
		Q		
	3/335	E		
	7/06	A 9472-5 H		

審査請求 未請求 請求項の数 1 0 F D

(全 2 2 頁)

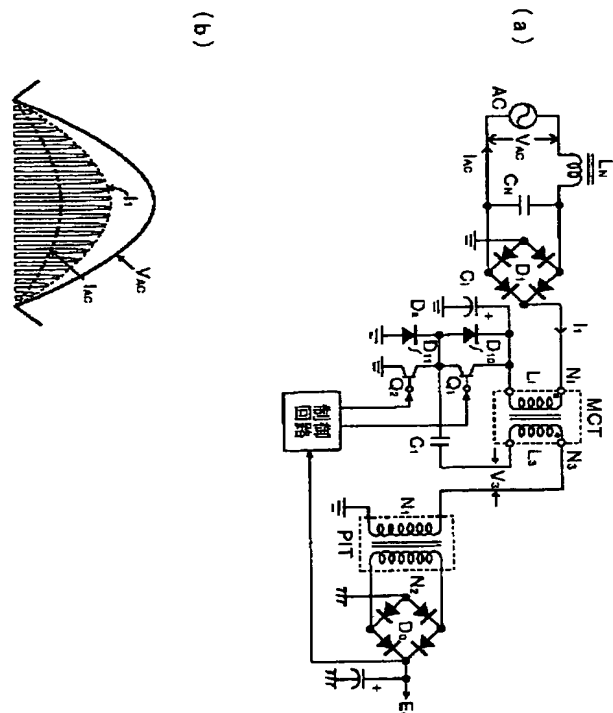
(21) 出願番号	特願平 6-192737	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号
(22) 出願日	平成 6 年 (1994) 7 月 26 日	(72) 発明者	安村 昌之 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号 ソニー 株式会社内
		(74) 代理人	弁理士 脇 篤夫 (外 1 名)

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【目的】 スイッチング電源回路の力率改善を行う。

【構成】 スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 、共振コンデンサ C_1 、絶縁トランス P I T によって構成されているハーフブリッジ型の電流共振型スイッチング電源において、共振ドライブ電流が流れる回路に磁気結合トランス M C T を配置し、その自己インダクタンス L_i にスイッチング電圧を誘起する。スイッチング電圧は整流回路 D_1 の整流電圧と重畳して平滑コンデンサ C_i に充電され、その充電電流の導通角を広げることによって力率を改善する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑するチョークコイル及び平滑コンデンサからなる平滑手段と、該平滑手段より出力される電圧又は電流を断続して絶縁トランスの 1 次側に供給するスイッチング素子とを備え、上記絶縁トランスの 2 次側から所定の交番電圧が得られるようにしたスイッチング電源回路において、

上記チョークコイルが上記絶縁トランスの 1 次側で断続されている交番電流が供給されてるコイルと磁気結合されていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 上記スイッチング素子は絶縁トランスに対してハーフブリッジ接続とされていることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】 上記スイッチング電源は電流共振型の回路とされていることを特徴とする請求項 1、又は 2 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 4】 上記磁気結合による平滑コンデンサの断続充電に対して休止期間が設けられていることを特徴とする請求項 1、2、又は 3 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 5】 上記スイッチング周波数は出力される直流電圧によって変化するように構成されていることを特徴とする請求項 1、2、3、又は 4 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 6】 商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑するチョークコイル及び平滑コンデンサからなる平滑手段と、該平滑手段より出力される電圧又は電流を断続して絶縁トランスの 1 次側に供給するスイッチング素子とを備え、上記絶縁トランスの 2 次側から所定の交番電圧が得られるようにしたスイッチング電源回路において、
上記チョークコイルが上記絶縁トランスの 2 次側に設けられている 2 次巻線の電圧と結合された磁気結合トランス (MCT) によって構成されていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 7】 上記スイッチング素子は絶縁トランスに対してハーフブリッジ接続とされていることを特徴とする請求項 6 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 8】 上記スイッチング電源は電流共振型の回路とされていることを特徴とする請求項 6、又は 7 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 9】 上記磁気結合トランスによる平滑コンデンサの断続充電に対して休止期間が設けられていることを特徴とする請求項 6、7、又は 8 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 10】 上記スイッチング周波数は出力される直流電圧によって変化するように構成されていることを特徴とする請求項 6、7、8、又は 9 に記載されているスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はスイッチング電源回路に係わり、特に電源の力率及び電圧変動率を改善したスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、高周波の比較的大きい電流及び電流に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源装置としては、大部分がスイッチング方式の電源装置になっている。スイッチング電源はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力の DC-DC コンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】 ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。電源の力率を改善するためには、例えばチョークインプット方式の整流回路を使用することが最も簡単であり、電磁ノイズの対策 (EMI) の上でも好ましいが、この方式はチョークコイルとして大きなインピーダンスを呈するインダクタが必要になり、電子機器の小型化を阻害すると共に、コストアップを招くことになる。

【0004】 そこで 整流回路の出力を直接断続してスイッチング電源を動作させるコンデンサレス方式や、整流回路の出力を高周波で断続して歪み電流波形を改善するアクティブフィルタ、又は部分整流方式の平滑回路が使用されている。コンデンサレス方式はスイッチング電源を駆動する電源用の平滑コンデンサが省略されたものであって、力率の改善効果は高いが商用電源の周波数の 2 倍のリプル電圧が 2 次側の出力に重畳されレギュレーションが悪くなると共に、入力電圧の瞬断に耐えることが困難で、大容量の電源装置として使用することができない。

【0005】 アクティブフィルタ方式は入力電圧及び入力電流を検出し、入力電流の波形が入力電圧の波形に近づくようにスイッチング制御を行うもので、力率はほぼ 1 に近くすることができるが、2 コンバータ方式となるため回路が複雑であり、電源の利用効率が悪くなる。また、スイッチングノイズが増加してその対策 (EMI) を取るためにコストアップとなる。

【0006】 また、部分平滑回路はコンデンサの充電電流をスイッチングして整流素子の導通角を広げるものであるが、スイッチングによるノイズ対策、効率低下の点で問題があり、力率と効率の両者を同時に改善する点に難点、前記した EMI 対策の点でも優位性が認められない。そこでスイッチング電源の断続電圧を利用して、平滑コンデンサの平均的な充電電圧を低下し、整流素子の

導通角を広げて力率の改善を計る Magnet-Switch 方式（以下、MS 方式という）が考えられている。

【0007】図 18 は上記した MS 方式のスイッチング電源回路の一例を示したもので、スイッチング電源回路に供給される電源は、商用電源 AC をブリッジ整流ダイオード D_1 で全波整流するとともに、この整流電圧をチョークコイル CH 及び絶縁トランス CT の 3 次巻線 N_3 を介して平滑用のコンデンサ C_i に供給するように構成されている。 Q_1 は平滑コンデンサ C_i に充電されている電圧を絶縁トランス CT の 1 次巻線 N_1 を介して断続するスイッチング素子（MOSFET）であり、絶縁トランスの 2 次巻線 N_2 に誘導される交番電圧が整流ダイオード D_4 、 D_5 で整流されて、コイル L、コンデンサ C_3 で平滑され直流出力電圧 E_o となる。そして、この出力電圧 E_o がホトカブラを介してスイッチング素子 Q_1 の駆動パルスが発生する制御回路をコントロールし、駆動パルスのオン／オフ比、すなわち PWM 変調を行うことによって定電圧特性が得られるようになされている。

【0008】このスイッチング電源回路は図 18 (b) に示されているように、供給されている商用電源の電圧波形 V_{ac} に対してコンデンサ C_i に充電される電流 I_{ac} が流れるようになる。つまり、3 次巻線 N_3 のコイルに発生するスイッチング電源回路のスイッチング電圧によって平滑コンデンサ C_i に充電される電流が断続されることになるため、その平均的な電流波形 I_{ac} は図 18 (b) に示されているように V_{ac} の振幅が小さい時にも流れることになり、電流波形 I_{ac} は V_{ac} に近い波形になる。その結果、交流負荷としてのスイッチング電源の力率が改善されることになる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかし、この MS 方式の電源方式は、商用電源の電圧、及びスイッチング電源回路の負荷によって出力される直流出力電圧の変動が非常に大きいという問題がある。図 18 の (C) に示されているように、入力交流電圧が $100 \pm 15V$ であり、例えばスイッチング電源回路の負荷が $0 \sim 100W$ 程度変化すると、スイッチング周波数 F_s が $9.8KH$ から $18.8KH$ 程度変化し、コンデンサ C_i の端子電圧 E_i は $118V$ から $228V$ 程度変動することになり、出力される直流電圧のレギュレーションは極めて悪いものになる。そこで、スイッチング素子 Q_1 のスイッチング周波数を平滑用のコンデンサ C_i の端子電圧を抵抗 R_1 、 R_2 で検出して、その検出値によって変化させるようにすると共に、2 次側の直流出力電圧 E_o を抵抗 R_3 、 R_4 で検出してホトカブラ P_c を介して帰還し、この電圧でスイッチング素子の開閉周期（オン／オフ比）をコントロールすることによりレギュレーションをある程度改善することが期待されるが、このような回路を付加する

ことによりコストアップを招くと共に、依然としてレギュレーションを向上することが困難になるという問題がある。

【0010】図 19 は上記した MS 方式のスイッチング電源回路において、絶縁トランスの 3 次巻線 N_3 の出力側にフィルムコンデンサ C_2 と高速リカバリダイオード D_3 を設けたものである。なお、同一符号は同一の部品を示す。このスイッチング電源回路はスイッチング素子 Q_1 のオン時には、3 次巻線 N_3 のコイル L_3 に接続されているダイオード D_3 が不導通となるように制御され、平滑コンデンサ C_i はチョークコイル CH、コンデンサ C_2 、及び 3 次巻線 N_3 を介して断続的に充電される。スイッチング素子 Q_1 のオフ時には高速のリカバリダイオード D_3 が導通するように制御され、3 次巻線 N_3 とコンデンサ C_2 との共振回路によってコンデンサ C_2 側に遷移されたエネルギーがこの期間にはダイオード D_3 を介してコンデンサ C_i が充電されるようにしている。したがって、図 19 の (b) に示すようにコンデンサ C_i は前記した図 18 の場合に比較して交流電圧 V_{ac} の各サイクルで連続した充電電流 I_{ac} によって充電されることになり連続型の充電モードとなるものである。

【0011】上記した連続型の MS 方式のスイッチング電源の場合は、前記図 18 に示した不連続型のスイッチング電源回路に比較して効率と力率が僅かに改善されるが、スイッチング電源回路の負荷変動による影響は、図 19 の (c) に示すように上記図 18 の場合よりもさらに大きくなり、スイッチング周波数 F_s が $100KH$ z から $305KH$ z、電圧 E_i は $130V$ から $270V$ におよび、平滑用のコンデンサ C_i としても高い耐圧のものが necessary になるため、制御回路として複雑な回路を使用する必要がありコストアップを免れない。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明はかかる問題点を解決するためになされたもので、商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の出力を平滑するチョークコイル及び平滑コンデンサからなる平滑手段と、該平滑コンデンサの出力電圧又は電流を断続して絶縁トランスの 1 次側に供給するスイッチング素子とを備え、上記絶縁トランスの 2 次側から所定の交番電圧が得られるようにしたスイッチング電源回路において、上記チョークコイルが上記絶縁トランスの 1 次側で断続されている交番電流が供給されてるコイルと誘導結合された磁気結合トランス (MCT) によって構成されている点に特徴を有するものである。

【0013】また、上記スイッチング素子は絶縁トランスに対して、例えばハーフブリッジの電流共振型で動作するように構成することによって、電源の利用効率を高くし、かつレギュレーションを改善するようにしている。

【0014】

【作用】スイッチング電源回路の絶縁トランスの1次側に供給される電流に対応して電圧を出力する磁気結合トランス(MCT)によって整流電圧波形にスイッチング周波数の電圧が重畳されるように構成されているから、軽負荷の場合もこのMCTの2次出力とされているチョークコイルによって充電電流を低く抑圧することができ、平滑コンデンサを充電する電流は小さくなる。したがって、特に軽負荷時にも平滑コンデンサC_iの電圧が上昇することを抑圧することができ、スイッチング電源回路の出力側の電圧変動を小さくすることが可能になる。

【0015】

【実施例】図1は本発明の実施例を示すスイッチング電源回路であって、ACは交流電源、LN、CNはスイッチング周波数の信号を阻止するローパスフィルタ、D₁はブリッジ型の整流素子を示す。Q₁、Q₂はハーフブリッジ型のスイッチング回路を形成するスイッチング素子であり、その出力は共振コンデンサC₁、磁気結合フェライトトランスMCTの1次巻線L₃を介して絶縁トランスPITの1次巻線N₁に供給されている。そして、絶縁トランスの2次巻線N₂に誘起される誘起電圧が整流素子D₂を介して直流電圧に変換され出力電圧E_oとされる。

【0016】上記MCTはチョークコイルCHとなる自己インダクタンスL_i(2次巻線N_i)とコイルL₃をフェライトコアによって、例えば1:1の巻線比で密結合したものであり、絶縁トランスPITに流れる共振電流に対応するスイッチング電圧を自己インダクタンスL_iに重畳するようにしている。したがって整流された全波整流電圧は、自己インダクタンスL_iの巻線N_iでスイッチング電圧が重畳され平滑用のコンデンサC_iに充電されることになる。なお、スイッチング素子Q₁、Q₂には制御回路からスイッチング周波数を可変する制御パルスが供給されており、スイッチング周波数が直流出力E_oによって変化することにより出力電圧の定電圧化を計っている。

【0017】本発明のスイッチング電源回路は上記したような構成とされているので、MCTの1次コイルL₃を除去し、その両端を短絡すると通常の電流共振型のスイッチング電源回路として動作することになる。すなわちこの場合は平滑コンデンサC_iの端子電圧を動作電源としてスイッチング素子Q₁、Q₂が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁トランスPITの1次側コイルN₁に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、2次側のコイルN₂に交番出力を得る。2次側の直流出力電圧が低下した時は制御回路によってスイッチング周波数が低くなるよう(共振周波数に近くなるように)に制御され、1次コイルN₁に流すドライブ電流が増加するように制御している。

【0018】MCTが存在しないときは、平滑コンデンサC_iにはその端子電圧が整流電圧より低い時にのみ充電電流が供給されるため、整流素子の導通角は小さく力率が0.6程度になっている。しかしながら、本発明のスイッチング電源回路の場合は、平滑用の自己インダクタンスL_iが共振電流が流れているコイルL₃とMCTによって磁気結合されているため、平滑用のチョークコイルとなる自己インダクタンスL_iにスイッチング電流に対応したスイッチング周波数(例えば、100KHz)の電圧が重畳され、この信号が平滑コンデンサC_iの端子電圧をスイッチング周期で引き下げる。

【0019】すると、整流素子の整流電圧V_{a c}よりコンデンサC_iの端子電圧が低下している期間に充電電流が流れるようになり、この期間がゼロボルト近傍にまでおよぶように、上記MCTの巻線比を設定することによって力率が1に近い値を示すことになる。すなわち、図1の(b)に示すように半波期間では整流電圧V_{a c}に対して断続的に充電電流I₁が流れ、その平均的な電流I_{a c}が整流電圧V_{a c}の波形と同様になる。本発明のスイッチング電源回路は軽負荷時に絶縁トランスPITのドライブ電流が小さくなるから、このドライブ電流によってMCTの2次側に誘起されるスイッチング信号も小さいものになる。したがって、軽負荷時には上記充電電流I_{a c}のレベルが小さくなり、重負荷時には充電電流が大きくなるため、特に軽負荷時に平滑コンデンサC_iの端子電圧が異状に上昇する現象を解消し、レギュレーションの改善を行うことができる。

【0020】また、後で述べる実施例で説明するように、スイッチング素子Q₁、Q₂にダンパダイオードD₁₀、D₁₁を設けておくと、変換効率を向上するために力率を0.75~0.9程度にして充電電流の流れない休止期間を形成した時に、この休止期間にダイオードD₁₀を介して共振コンデンサC₁より電流を供給することができるようになり、効率のアップとレギュレーションの改善が行われることになる。

【0021】図2には本発明のスイッチング電源回路を1石型のスイッチング素子によって構成されているフライバック方式の電源回路に適応したものである。このスイッチング電源は良く知られているようにMOSFETからなるスイッチング素子Q₁を断続することによって絶縁トランスの1次巻線N₁に電磁エネルギーを蓄積し、スイッチング素子のオフ時にこのエネルギーを絶縁トランスの2次側巻線N₂に転送する。2次側巻線N₂に転送された交番信号はダイオードD₄によって整流され、その出力が制御回路に供給されている。そして、直流出力電圧E_oが高くなるとスイッチング素子Q₁のオン時間が短くなるように駆動パルスを制御回路によってPWM変調して定電圧特性を得るようにしている。

【0022】この方式の場合も、平滑整流側の回路に自己インダクタンスL_iと磁気結合されている3次コイル

L_3 を設け、この3次コイル L_3 に絶縁トランスのドライブ電流を流すMCTが設けられている。スイッチングによって断続されたドライブ電流はMCTの1次側を流れることによってスイッチング電圧を自己インダクタンス L_i に誘起し、この誘起電圧によって平滑コンデンサ C_i の端子電圧がほぼ全サイクルで断続的に低下するように制御され、図1の(b)に示すように整流電圧 V_{ac} とほぼ同形の充電電流波形 I_{ac} を形成することができる。この場合も、軽負荷時にはドライブ電流のパルス幅が狭くなり、MCTの2次側に誘起されるスイッチング電圧によってコンデンサ C_i の端子電圧を低下させる期間の平均的な時間を小さくすることができるから、軽負荷時に平滑電圧が異常に高くなることを防止するという効果がある。

【0023】図3は本発明をフィードフワード型のスイッチング電源回路に適用したものであって、図2と同一部分は同一の符号とされている。このスイッチング電源回路はスイッチング素子 Q_1 がオンとなった時に2次側の巻線 N_2 に電圧が誘起され、この誘起電圧がダイオード D_4 及びチョークコイル CH を介してコンデンサ C_7 に充電平滑される。また、スイッチング素子 Q_1 のオフ期間にダンパダイオード D_5 が導通して平滑作用が継続している。整流電圧を平滑する平滑コンデンサ C_i には上記MCTの自己インダクタンス L_i を介して整流電圧が供給されているから、図2の場合と同様にその充電電流 I_1 はほぼ全周期で断続してコンデンサ C_i を充電することになり、MCTの巻線比を適当に設定すると力率がほぼ1となるようにすることができる。

【0024】図4は本発明を自励電流共振型スイッチング電源回路に適用した場合の回路図である。この図において図1と同一部分は同一の符号が付け、その詳細な説明を省略する。PRTは自励用のドライブトランスを示し、1次側にドライブコイルND、2次側に2つの駆動コイルNB、NBが設けられている。ドライブコイルNDには上記共振コンデンサ C_1 に流れる共振電流が供給されており、この共振電流によって誘起される電圧が駆動コイルNBからコンデンサ C_5 及び抵抗 R_5 を介してスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のベースに供給されている。

【0025】また、ドライブトランスPRTには制御用の巻線NCが設けられ、この制御巻線NCに2次側から出力される直流電圧 E_o に対応する電流が制御回路より供給されるようになされている。

【0026】図5の(a)は上記図4に示した入力交流電圧 V_{ac} と、ブリッジ整流回路 D_1 の出力端子電圧 V_1 、MCTの1次側に加わっているスイッチング電圧波形 V_3 、平滑コンデンサ C_i の平滑電圧 V_2 、及び自己インダクタンス L_i に流れ込む断続電流 I_1 が示されており、この断続した入力電流 I_1 によってブリッジ整流回路 D_1 に流れる電流の平均的な値が I_{ac} で示されて

いる。

【0027】また、図5の(b)にはスイッチング周期10 μ sで上記各電流及び電圧波形が示されており、特にスイッチング素子 Q_1 に流れる共振電流波形が I_{Q1} で示されている。この実施例は電源が投入されるとスイッチング素子 Q_1 、又は Q_2 のいずれかがオン、及びオフになり、以後ドライブトランスPRTによって交互にオン/オフを繰り返すように自動発振動作となる。すなわち Q_1 がオンになると平滑コンデンサからスイッチング素子 Q_1 、MCTの1次巻線 L_3 、ドライブトランスの1次巻線 N_D 、共振コンデンサ C_1 、絶縁トランスの1次巻線 N_1 を介して共振電流(I_{Q1})が流れ、この共振電流のほぼ半サイクルが終了する直前で Q_2 が導通、 Q_1 が遮断するような駆動信号がドライブトランスPRTの駆動コイルNBより出力される。そして、共振コンデンサ C_1 、絶縁トランスPITに貯蓄されていたエネルギーが2次側に転送される。

【0028】スイッチング周期はPRTに巻き込まれている制御巻線NCによって、トランスPRTの駆動コイルNBのインダクタンスを変化させることによって制御され、通常はアップサイド制御とされている。つまり、直流出力電圧が上昇するとスイッチング周波数が高くなるように制御され、共振点からずれる方向にスイッチング周波数が変化する。したがって、この時はコンデンサ C_1 と絶縁トランスPITのリーケージインダクタンスによる共振インピーダンスが高くなり、ドライブ電流 I_{Q1} のレベルが低下する。

【0029】また、直流出力電圧 E_o が下がると制御巻線NCに流れる電流が小さくなり、ドライブトランスの駆動コイルNBが呈するインダクタンスの値が高くなるように制御される。その結果スイッチング周波数が低下する方向、すなわち回路の共振周波数に近くなるようにコントロールされ、ドライブ電流 I_{Q1} が増加する。

【0030】本発明の場合は、上記したようなスイッチング動作が行われると、MCTを介してこのスイッチングに伴う電圧が自己インダクタンス L_i 側に誘導され、この電圧が平滑コンデンサ C_i の端子電圧を下げる方向に加えられる。その結果、図5の電流波形 I_1 に示されているように、平滑コンデンサ C_i は交流のほぼ全周期で断続(不連続)充電されることになり、ブリッジダイオードの導通角が広がって力率を改善することになる。

【0031】なお、本発明な場合はMCTに結合されているインダクタンス L_i 、及び L_3 の値を適当に設定すると、図5の(a)に示されているように動作期間 $t_1 \sim t_2$ に対して休止期間 $t_2 \sim t_4$ を設定することができ、力率を下げることによって電源の変換効率をアップさせることができる。すなわち、この休止期間には1次側の共振電流 I_o のダンパー電流(C_i を逆充電する電流で図5(b)の I_{Q1} の負側に示されている電流)が

ダイオード D_{d1} 、トランジスタ Q_1 のベース・コレクタ間を介して平滑コンデンサ C_i を充電するから、電圧変動特性を改善するという効果がある。

【0032】実験によれば $L_N = 100 \mu H$ 、 $C_N = 1 \mu F$ 、 $L_i = 30 \mu H$ 、PITの磁心にEE-28を使用し、 $N_1 = N_2 = 25T$ 、 $C_1 = 0.01 \mu F$ 、のとき交流入力電圧 $V_{ac} = 100V \pm 15$ 、負荷電力 $0 \sim 100W$ の変化に対して力率 0.90 、変換効率 88% が得られた。また、図5の(C)に示すように $P=0$ の時、 $V_2 = 151V$ 、力率 0.74 であり、 $V_2 = 111V \sim 172V$ で電圧変動率 $= 55\%$ に改善されている。したがって、本発明では平滑コンデンサ C_i として特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサ C_i の電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の電圧が $200V$ の地区にも対応させることができるという利点がある。

【0033】図6は上記図4に示した電流共振型スイッチング電源回路の変形例を示したもので、同一部分は同一符号とされている。この実施例は絶縁トランスとして直交型の制御巻線を備えている絶縁トランスPRTが使用されており、この制御巻線NCに電流を供給することによって出力電圧 E_o の定電圧化を計っている。

【0034】図7は上記図4に示した電流共振型のスイッチング電源回路をフルブリッジ回路で構成したものであって、追加されたスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 は Q_1 がオン時に Q_4 がオン、 Q_2 がオン時に Q_3 がオンとなるように制御される。ドライブトランスDRTは直交型磁心で構成され、制御巻線NCに出力電圧に対応する電流を供給してスイッチング周波数を変化している。

【0035】図8はスイッチング素子としてMOSFET Q_1 、 Q_2 を使用したものであって、制御回路内にパルス発生器を備え、他励型のスイッチング電源回路とされている。この実施例の場合も絶縁トランスの1次側に供給するドライブ電流 I_o がコンデンサ C_1 によって共振するようになされており、この共振電流がMCTの1次側に流れることによって自己インダクタンス L_i に重畳され、平滑コンデンサ C_i の充電時間が長くなるように設定されている。前記したように休止期間に流れるダンパー電流がダイオード D_2 を介して平滑コンデンサ C_i に充電電流として流し込まれ、この充電によってリップルの少ない平滑電圧が得られるようにする。また、絶縁トランスPITの1次巻線 N_1 の電圧を検出するダイオード D_4 を設け、この検出された電圧とトランジスタ Q_5 のベース側に設定されている基準電圧を比較して制御回路から出力される駆動パルスのパルス幅変調を行い、ドライブ電圧のパルス極制御を行い、出力電圧の安定化を計るようにしている。

【0036】図4に示した電流共振型スイッチング電源回路は、そのMCTを図9に示すようにダイオードブリ

ッジ整流回路 D_1 の負極側に設けても同様に力率の改善効果を得ることができる。すなわち、MCTの1次側コイル L_o にコンデンサ C_1 、絶縁トランスの1次巻線 N_1 に流す共振電流 I_o が供給され、MCTの自己インダクタンス L_i に誘起されたスイッチングドライブ信号は平滑コンデンサ C_i のアース点側の電位を引き下る。休止期間を除いて交流のほぼ全サイクルでスイッチング周期による充電を行わせるようにしている。

【0037】図10は前記図8に示した他励型の電流共振型スイッチング電源回路に対してMCTをダイオードブリッジ整流回路 D_1 の交流ラインに挿入したものである。この場合の動作も前記図8と特に異なる点はみられない。

【0038】図11は本発明の第2番目の発明を示すスイッチングで電源回路であって、図4に示したスイッチング電源回路のMCTに供給されている交番信号が、絶縁トランスPITの2次コイル N_2' から供給されるようにしたものである。なお、この2次巻線 N_2' は電子機器の比較的高圧側の出力を発生するために設けたものであって、2次巻線 N_2 に発生する交番電圧をMCTに加えるようにすることもできる。

【0039】図12(a)は上記図11に示した入力交流電圧 V_{ac} と、ブリッジ整流回路 D_1 の出力電圧 V_i 、MCTの1次側に加わっているスイッチング電圧波形 V_s 、平滑コンデンサ C_i の平滑電圧 V_2 、及びMCTの自己インダクタンス L_i に流れ込む断続電流 I_i が示されており、この断続した入力電流 I_i によってブリッジ整流回路 D_1 に流れる電流の平均的な値が I_{ac} で示されている。

【0040】また、図12の(b)にはスイッチング周期 $10 \mu s$ で上記各電流及び電圧波形が示されており、特にスイッチング素子 Q_1 に流れる共振電流波形が I_{Q_1} で示されている。しかしながら、MCTに供給される2次巻線 N_2' の出力 V_s はほぼ矩形波とされており、MCTの1次巻線 L_o が電圧駆動となるため、その電流は鋸歯状に変化することになる点で図4の場合と異なっている。

【0041】この回路の場合も図4の実施例と同様に、電源が投入されるとスイッチング素子 Q_1 、又は Q_2 のいずれかがオン及びオフになり、以後ドライブトランスPRTによって交互にオン/オフを繰り返すように動作する。すなわち、 Q_1 がオンになると平滑コンデンサからスイッチング素子 Q_1 、共振コンデンサ C_1 、MCTの1次巻線、ドライブトランスの1次巻線、絶縁トランスの1次巻線 N_1 を介して共振電流 (I_{Q_1}) が流れ、この共振電流のほぼ半サイクルが終了する直前で Q_2 が導通、 Q_1 が遮断するような駆動信号がドライブトランスPRTの駆動コイル L_B より出力される。

【0042】スイッチング周期もPRTに巻き込まれている制御巻線NCによってドライブトランスPRTの駆

動コイルLBのインダクタンスを変化させることによって制御され、通常はアップサイド制御とされている。つまり、直流出力電圧が上昇するとスイッチング周波数が高くなるように制御され、共振点からずれる方向にスイッチング周波数が変化する。したがって、この時はコンデンサC₁と絶縁トランスのリーケージインダクタンスによる共振インピーダンスが高くなり、ドライブ電流のレベルが低下する。

【0043】また、直流出力電圧E_oが下がると制御巻線NCに流れる電流が小さくなり、ドライブトランスの駆動コイルNBが呈するインダクタンスの値が高くなるように制御される。その結果、スイッチング周波数が低下する方向、すなわち回路の共振周波数に近くなるようにコントロールされ、ドライブ電流I_oが増加する。

【0044】本発明の場合は上記したようなスイッチング動作が行われると、絶縁トランスの2次巻線N₂'の出力がMCTを介して自己インダクタンスL_i側に誘導され、この電圧が平滑コンデンサの端子電圧を下げる方向に加えられる。その結果、図12の電流波形I₁に示されているように、平滑コンデンサC_iはほぼ全周期で平均的に断続（不連続）充電されることになり、ブリッジダイオードの導通角が広がって力率を改善することになる。

【0045】本発明の場合もMCTに結合されているインダクタンスL_i、及びその1次側に供給される電圧の値を適当に設定すると、図12の（b）の波形に示されているように動作期間t₁～t₂に対して、休止期間t₂～t₄を設定することができ、この休止期間にはブリッジ整流回路D₁のスイッチングが行われないから力率を下げることに、その代わりにロスが減少して電源の変換効率をアップさせることができる。すなわち、この休止期間には1次側の共振電流I_oのダンパー電流（C_iを逆充電する電流で図5のI_{Q1}の負側に示されている電流）がダイオードD_d、トランジスタQ₁のベース・コレクタ間を介して平滑コンデンサC_iを充電するから、電圧変動特性を改善するという効果がある。

【0046】この実施例の場合は、L_N=100μH、C_N=1μF、L_i=47μH、L_s=47、PITの磁心にEE-28を使用し、N₁=35T、N₂=25T、N₂'=3T+3T、C₁=0.01μF、のとき交流入力電圧V_{ac}=100V±15V、負荷電力0～100Wの変化に対してV_{ac}=100Vの時に力率が0.89、V₂=139V、変換効率87%が得られ、P=0(W)の時に力率=0.69、V₂=160V、になり、図12の（c）に示すようにV₂=115～182で電圧変動率が58%して改善された。

【0047】したがって、本発明の場合も平滑コンデンサC_iとして特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサC_iの電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の

電圧が200Vの地区にも対応させることができるという利点がある。

【0048】図13は上記図11に示した電流共振型スイッチング電源回路の変形例を示したもので、同一部分は同一符号とされている。この実施例はコンバータトランスとして直交型の制御巻線を備えている絶縁トランスPRTが使用されており、この制御巻線NCに電流を供給することによって出力電圧E_oの定電圧化を計っている。

10 【0049】図14は上記図11に示した電流共振型のスイッチング電源回路をフルブリッジ回路で構成したものであって、追加されたスイッチング素子Q₃、Q₄はQ₁がオン時にQ₄がオン、Q₂がオン時にQ₃がオンとなるように制御される。ドライブトランスPRTは直交型磁心で構成され、制御巻線NCに出力電圧に対応する電流を供給してスイッチング周波数を変化している。

20 【0050】図15は図8の実施例と同様にスイッチング素子としてMOSFETQ₁、Q₂を使用したものであって、制御回路内にパルス発生器を備え、他励型の電流共振スイッチング電源回路とされている。この実施例の場合は、絶縁トランスPITの2次側巻線N₂'からMCTに交番電圧が供給され、磁気結合されている自己インダクタンスL_iで整流電圧に重畳され、平滑コンデンサC_iの充電時間が長くなるように設定されている。前記したように休止期間に流れるダンパー電流がダイオードD₂を介して平滑コンデンサC_iに充電電流として流し込まれ、この充電によってリップルの少ない平滑電圧が得られ利用にする。また、絶縁トランスの2次巻線N₂の電圧の出力電圧とトランジスタQ₃によって検出した平滑コンデンサC_iの側に設定されているツェナーダイオードDZの基準電圧を比較して制御回路から出力される駆動パルスのパルス幅変調を行い、ドライブ電圧の一定化を計るようにしている。

30 【0051】図11に示した電流共振型スイッチング電源回路は、絶縁トランスPITの1次巻線N₁を巻下げて3次巻線N₃'を構成し、その誘起電圧は図16に示すようにダイオードブリッジ整流回路D₁の負極側に設けたMCTの1次コイルL_sに供給して力率の改善効果を得ることができる。すなわち、MCTの自己インダクタンスL_iに誘起されたスイッチングドライブ信号は平滑コンデンサC_iのアース点側の電位を引き下げ、休止期間を除いて交流のほぼ全サイクルでスイッチング周期による充電を行わせるようにしている。

40 【0052】図17は前記図13に示した電流共振型スイッチング電源回路の変形例であって、MCTをダイオードブリッジ整流回路D₁の交流ラインに挿入したものである。この回路も1次巻線N₁を巻下げてN₃'を形成し、この巻線N₃'の出力交番電圧がMCTの巻線L_sを介して自己インダクタンスL_iに結合される。そして、交流電圧に直接スイッチング電圧を重畳することに

よって平滑コンデンサ C_i の充電導通角を広げ、力率を改善するものである。

【0053】なお、上記した各種のスイッチング電源回路は整流素子と平滑コンデンサの充電経路に対してMCTを挿入し、このMCTに印加されている共振電流又は電圧によってスイッチング電圧が整流電圧に重畳されるようにしているから、整流用のダイオードもこのスイッチング周期で断続されることになる。したがって、整流回路を構成するダイオードはある程度の電流量を有する高速のリカバリダイオードで構成することが好ましい。また、小容量のダイオードを並列の接続して構成することも可能である。

【0054】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の第1番目の発明となるスイッチング電源回路は各種のスイッチング電源方式において、1次側の絶縁トランスに入力されるドライブ電流の経路にMCTを設け、このMCTに磁氣的に結合されている平滑用のインダクタンスに対してスイッチング周期の電圧を重畳するようにしているから、平滑コンデンサに充電される電流の充電期間が長くなり、力率を改善することができる。

【0055】また、スイッチング電源回路電源が共振型とされている時は、MCTの結合コイルを所定のインダクタンスとなるように設定することによって充電の休止期間を設けることができ、効率をアップさせる方向に設定することができるとともに、この休止期間に共振電流のダンパー電流を平滑コンデンサに流し込むようにすることによって電圧の変動を抑圧し効率を高くすることができるという効果がある。また、ワンコンバータ方式になるため、スイッチングノイズも交流入力側にノーマルモードのローパスフィルタを設けることによってスイッチングノイズ及び高調波が簡単に外部に放出されないようにすることができる。

【0056】整流回路をスイッチングするために設けられているMCTは、従来から使用されている高周波チョークコイルに巻線を施すことによった簡単に作ることができるので、高調波歪み対策を低コストで実現できるという効果がある。また、電流共振型のスイッチング電源とされている時はMCTによって1次側のリーケージインダクタンスが増加するため、共振コンデンサの容量を低下させることができ、制御範囲を拡大することも可能である。

【0057】また、第2番目の発明は絶縁トランスの2次巻線側からスイッチング電圧を取出すようにしているから、低電圧型のコンバータを使用することができるという利点がある。また、重負荷時に2%程度の効率低下で力率が改善でき、軽負荷時には従来のMS方式のものに比較して大幅に効率が向上し、力率の低下も少なくす

ることができるという利点がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスイッチングで電源回路の基本的な概要を示す回路図である。

【図2】本発明のフライバック方式のスイッチングで電源回路に適用した回路図である。

【図3】本発明をフィードホワード型のスイッチングで電源回路とした回路図である。

【図4】本発明を電流共振型のスイッチングで電源回路に適用した回路図である

【図5】図4の回路における各部の動作波形と動作特性を示す図である。

【図6】本発明の変形例を示すスイッチング電源回路図である。

【図7】本発明を電流共振型のスイッチングで電源回路に適用した回路図である。

【図8】本発明を他励型のスイッチング電源回路の適用した回路図である。

【図9】スイッチング電圧を重畳するMCTを整流回路に設けた時の実施例を示す回路図である。

【図10】MCTが交流電源回路に挿入されている時の実施例を示す回路図である。

【図11】本発明の第2の発明を示すスイッチング電源回路の回路図である。

【図12】図11の回路図の各部の動作波形及び動作特性を示す図である。

【図13】図13の変形例を示す回路図である。

【図14】本発明のスイッチング電源回路をフルブリッジ型とした時の回路図を示す。

【図15】本発明のスイッチング電源回路を他励型で構成した時の回路図である。

【図16】スイッチング電圧を重畳するMCTを整流ブリッジの陰極側に設けた実施例の回路図である。

【図17】スイッチング電圧を重畳するMCTを交流回路に挿入した実施例を示す回路図である。

【図18】従来の不連続型のMC方式力率改善回路を備えたスイッチング電源回路である。

【図19】従来の連続型のMC方式力率改善回路を備えたスイッチング電源回路である。

【符号の説明】

LN、CN 高調波抑圧用のローパスフィルタ

D1 ブリッジ型整流回路

Q_1 、 Q_2 スwitchング素子

MCT 磁気結合トランス

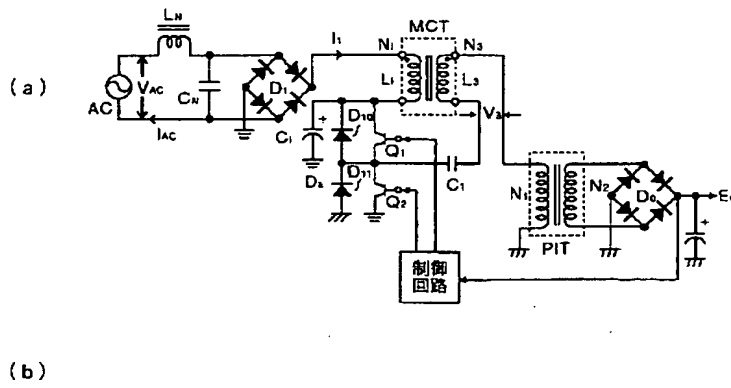
C_i 平滑コンデンサ

C1 共振コンデンサ

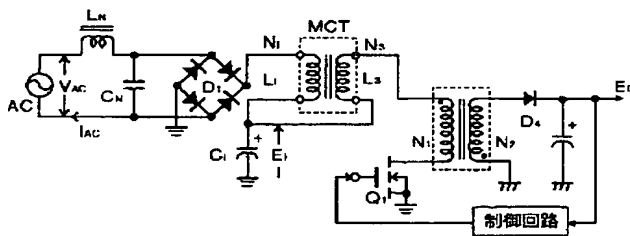
PIT 絶縁トランス

PRT 直交型のドライブトランス

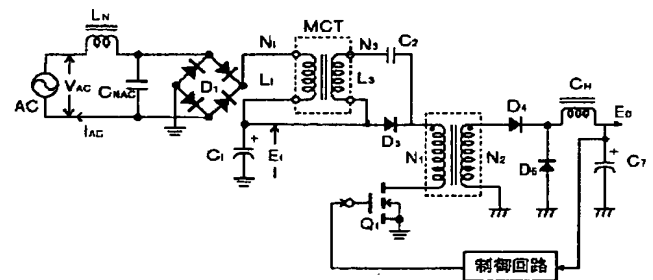
【図1】



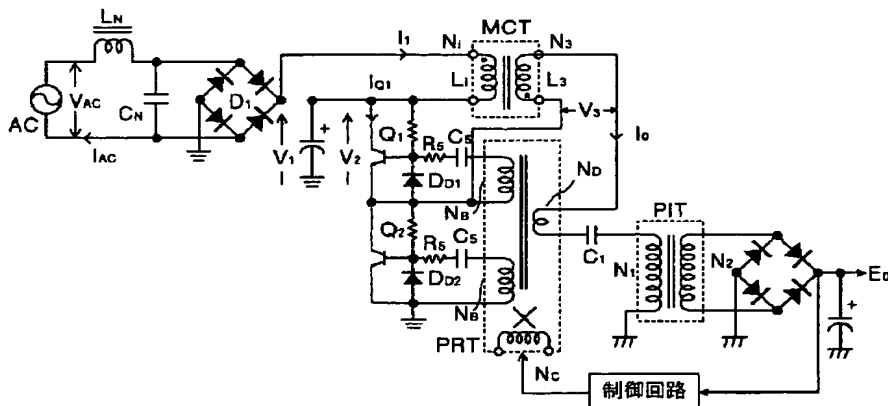
【図2】



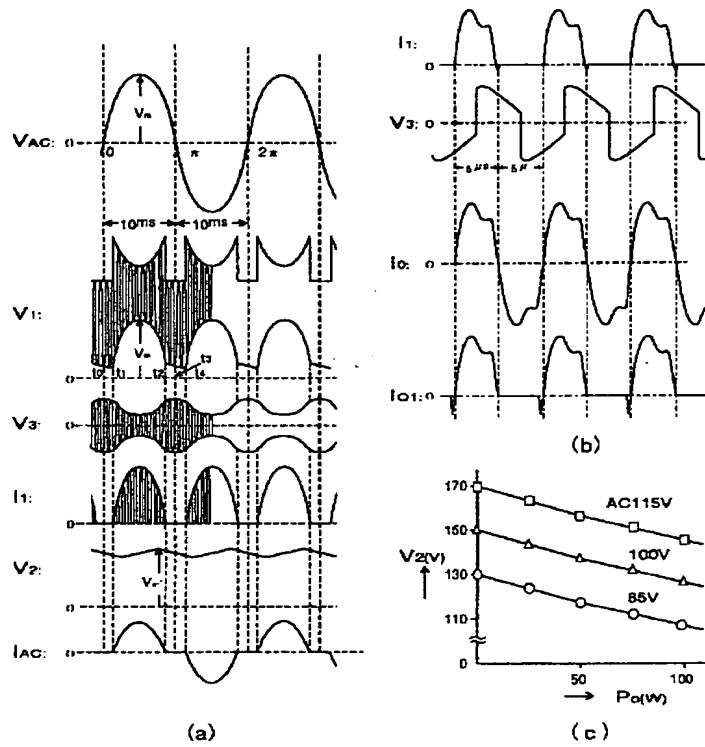
【図3】



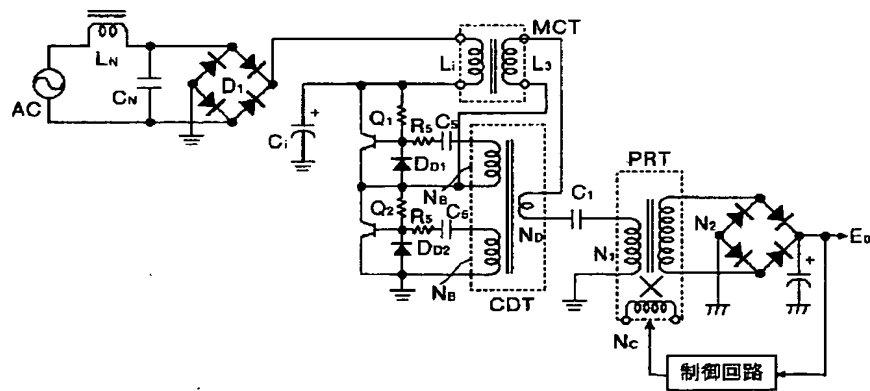
【図4】



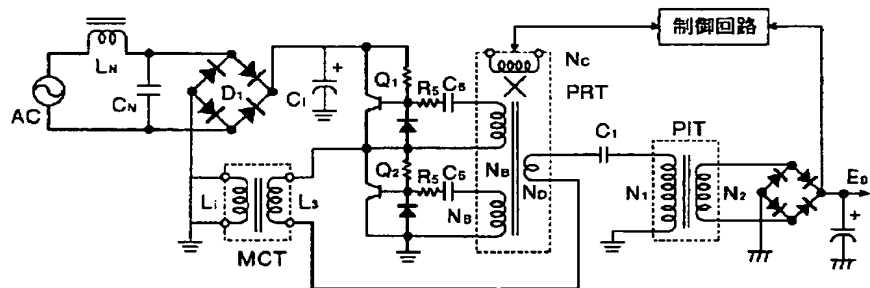
【図 5】



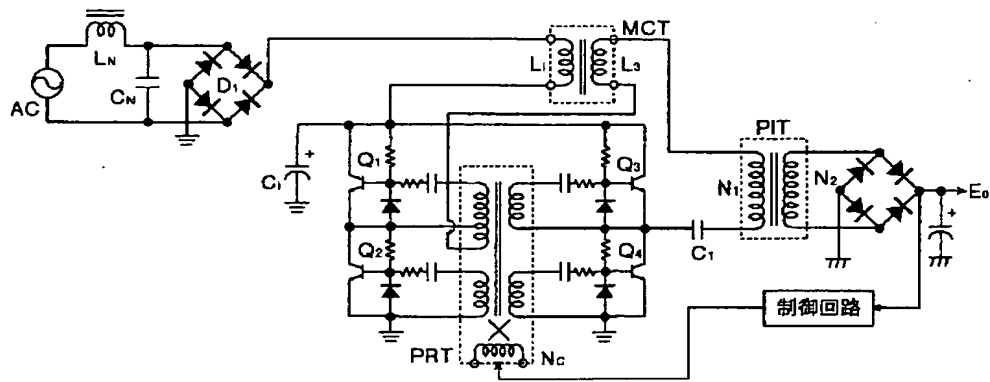
【図 6】



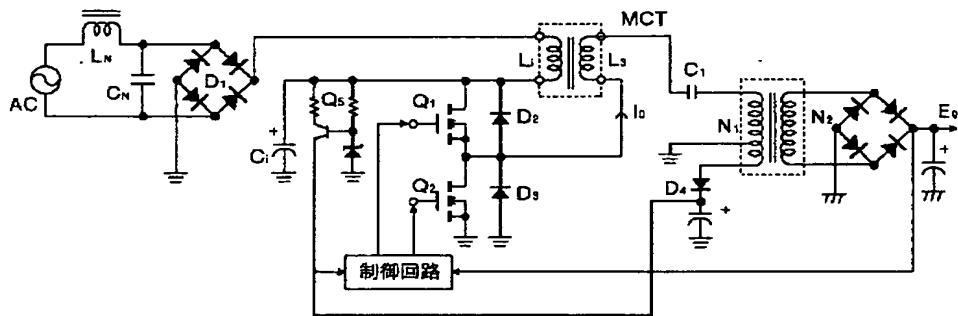
【図 9】



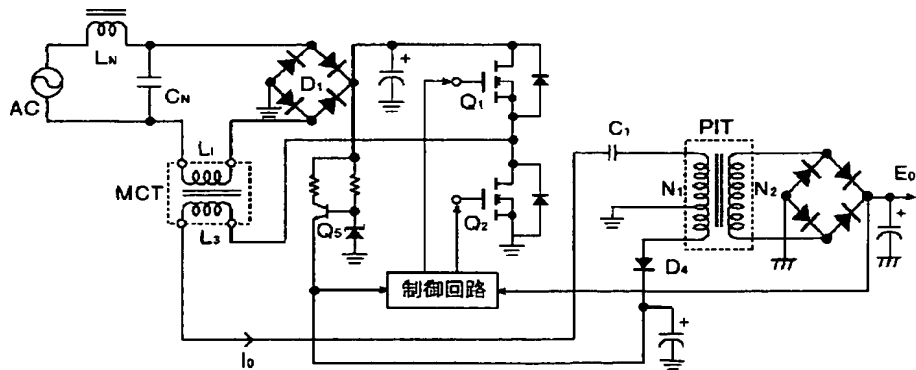
【図 7】



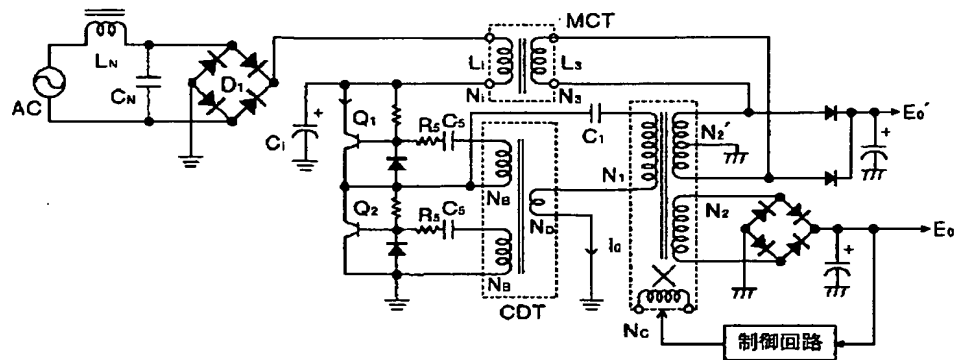
【図 8】



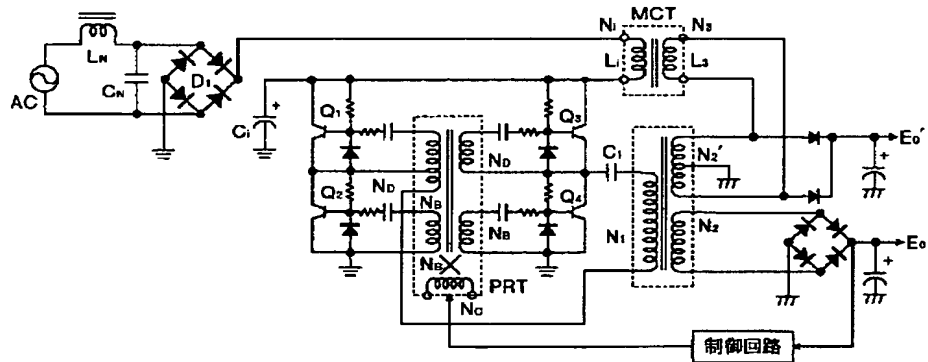
【図 10】



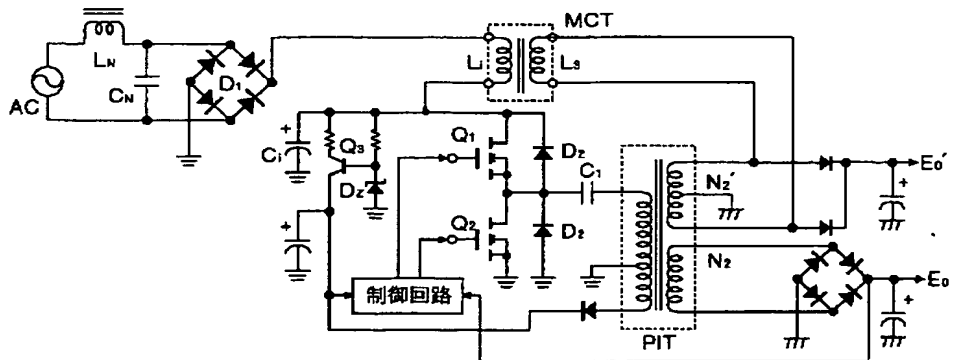
【図 13】



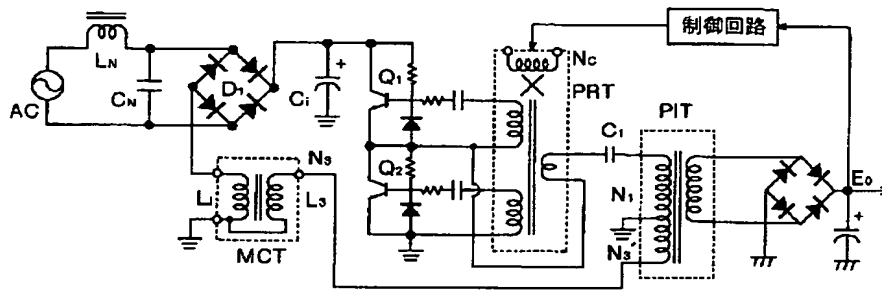
【図 14】



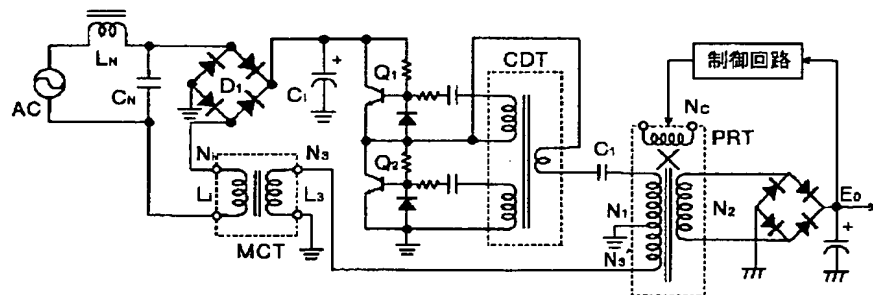
【図 15】



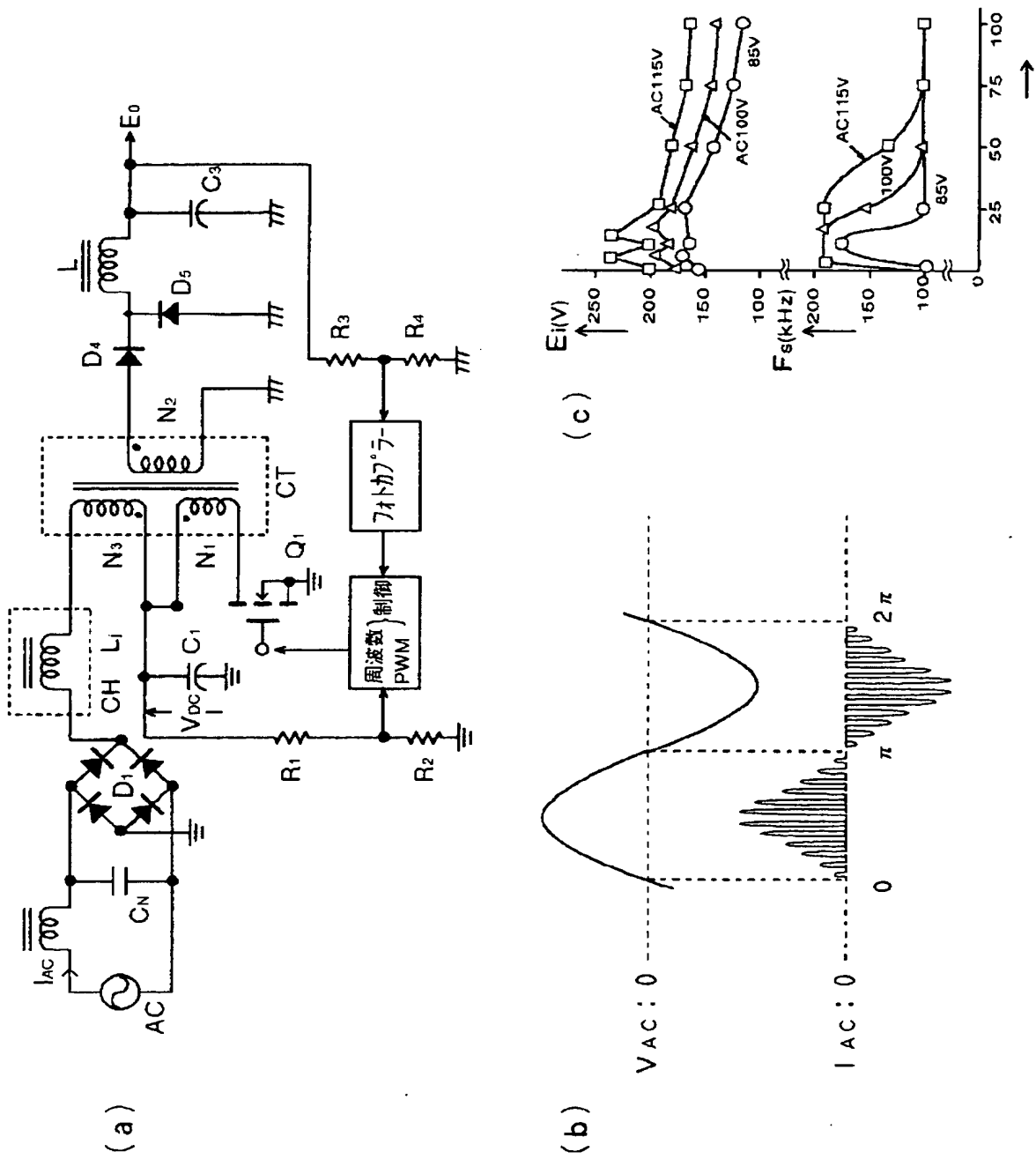
【図 16】



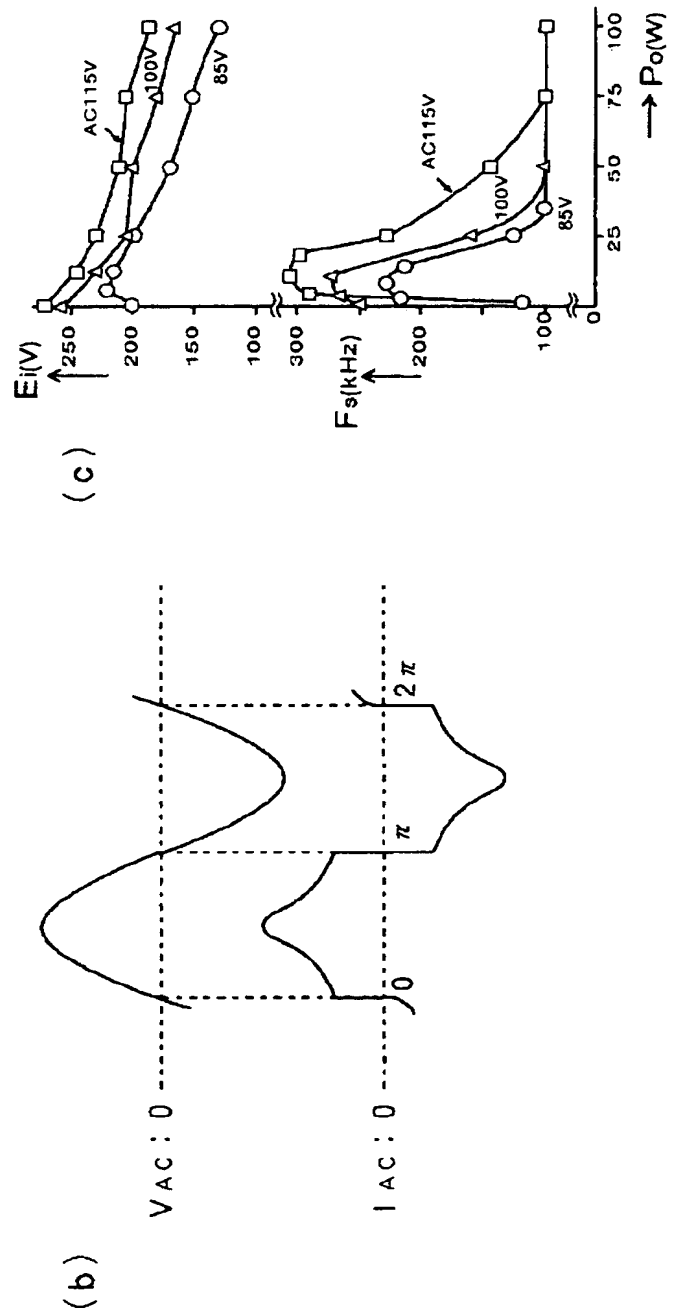
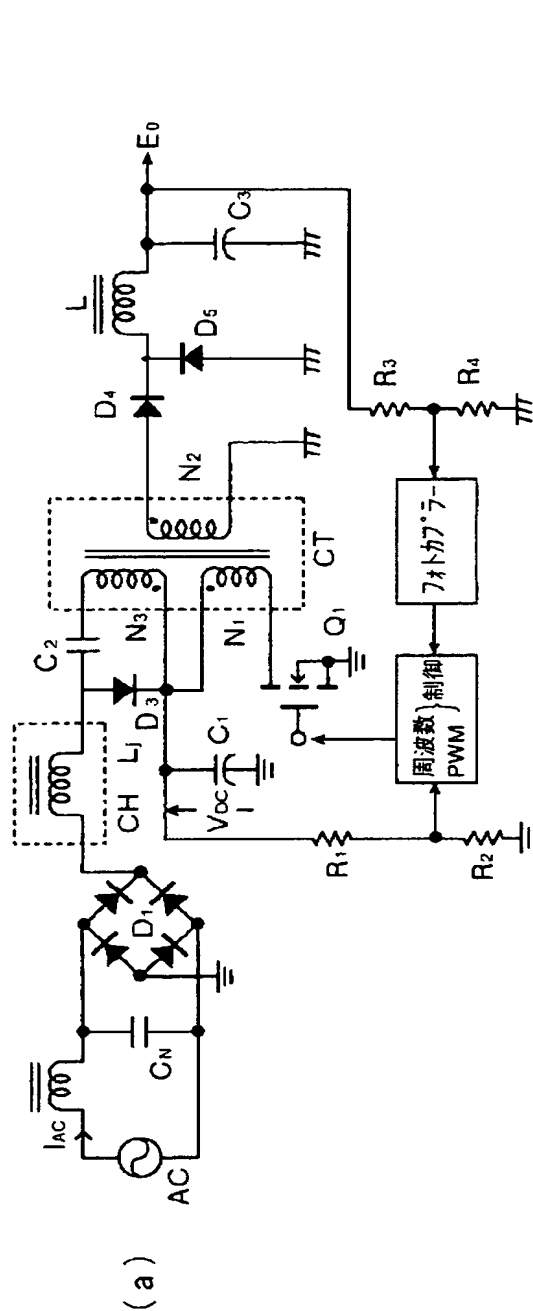
【図 17】



【図18】



【図 19】



【手続補正書】

【提出日】平成 6 年 10 月 24 日

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0032

【補正方法】変更

【補正内容】

【0032】実験によれば $L_N = 100 \mu\text{H}$ 、 $C_N = 1 \mu\text{F}$ 、 $L_i = 30 \mu\text{H}$ 、PIT の磁心に EE-28 を使用し、 $N_1 = N_2 = 25$ T、 $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$ 、のとき交流入力電圧 $V_{ac} = 100\text{V} \pm 15$ 、負荷電力 $0 \sim 100\text{W}$ の変化に対して力率 0.90、変換効率 88% が得られた。また、図 5 の (C) に示すように $P = 0$ の

時、 $V_2 = 151\text{V}$ 、力率 0.74 であり、 $V_2 = 111\text{V} \sim 172\text{V}$ で電圧変動率 = 5.5% に改善されている。したがって、本発明では平滑コンデンサ C_i として特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサ C_i の電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の電圧が 200V の地域にも対応させることができるという利点がある。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0047

【補正方法】変更

【補正内容】

【0047】したがって、本発明の場合も平滑コンデンサ C_i として特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサ C_i の電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の電圧が 200V の地域にも対応させることができるという利点がある。

【手続補正 3】

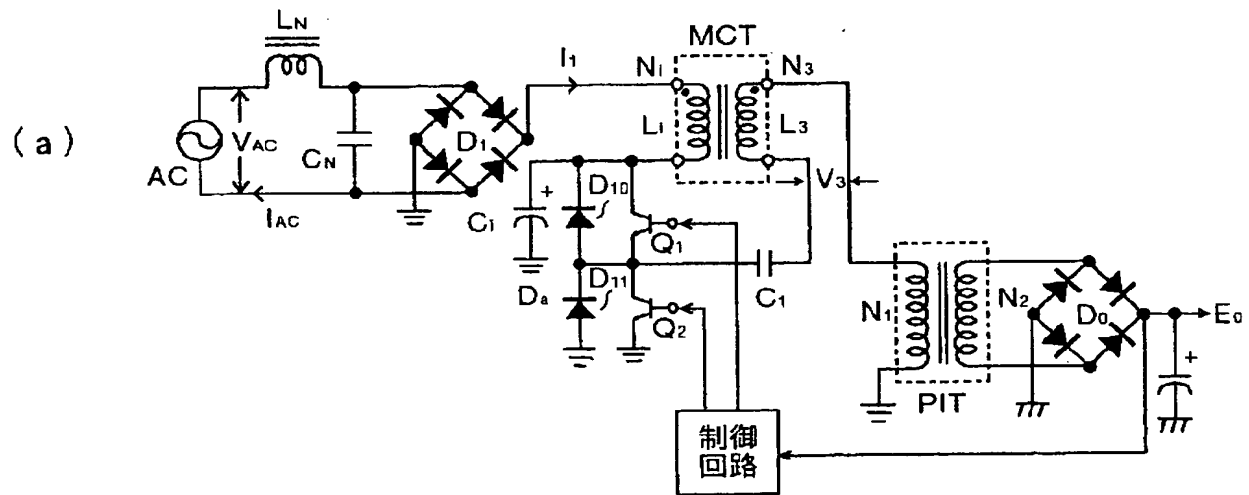
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1

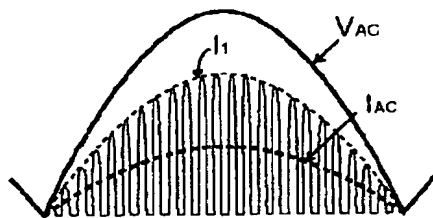
【補正方法】変更

【補正内容】

【図 1】



(b)



【手続補正 4】

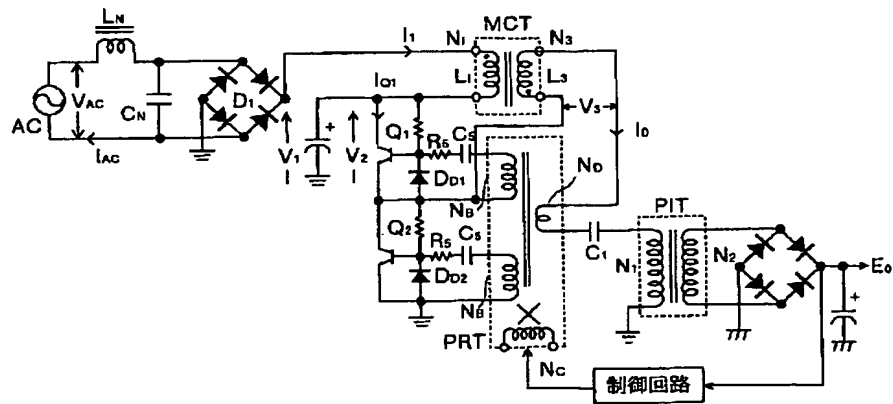
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 4

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 4】



【手続補正 5】

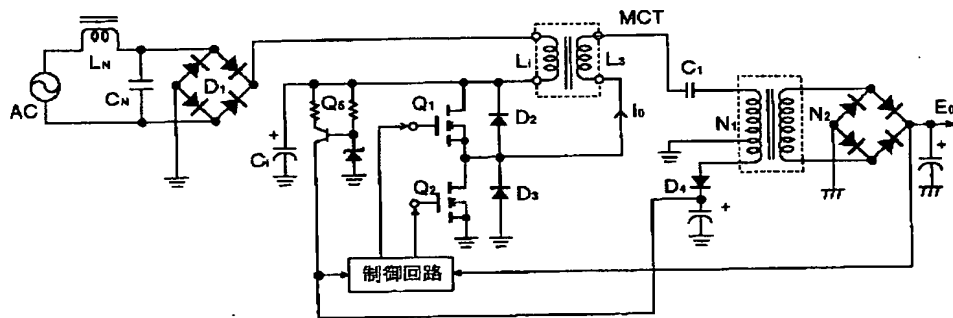
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 8

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 8】



【手続補正 6】

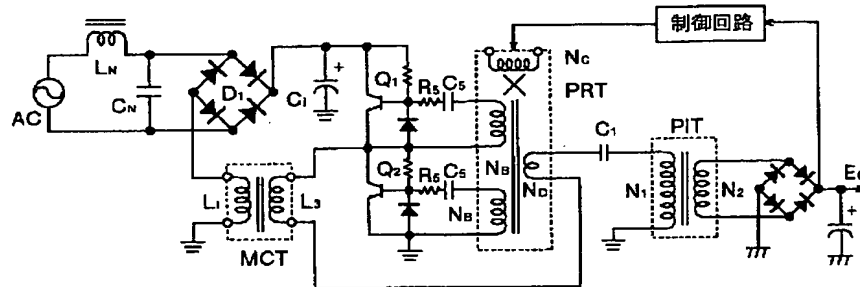
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 9

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 9】



【手続補正 7】

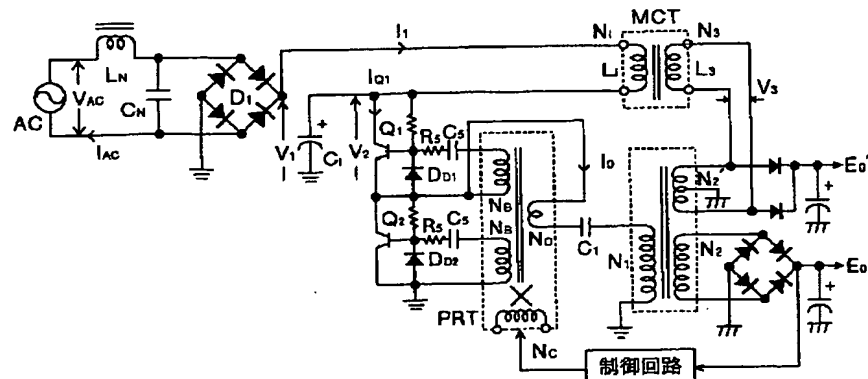
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 1

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 1 1】



【手続補正 8】

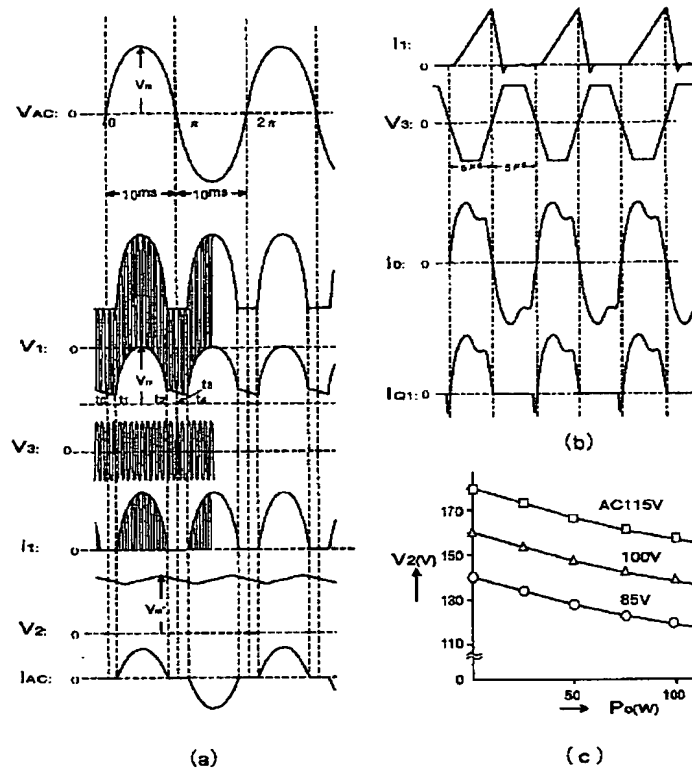
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 2

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 1 2】



【手続補正 9】

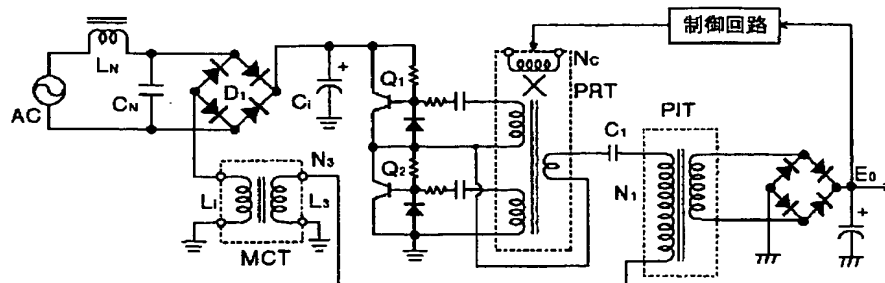
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 6

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 1 6】



【手続補正 10】

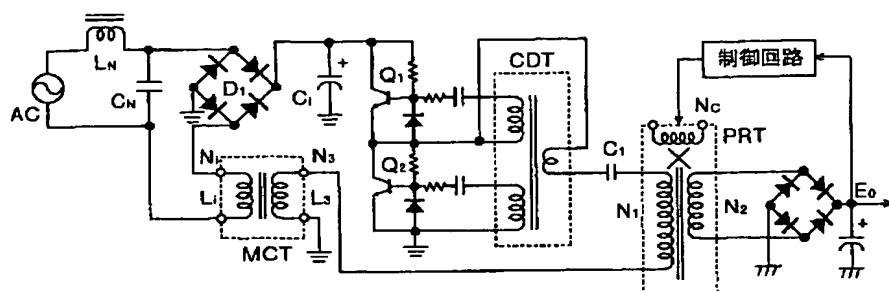
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 7

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 1 7】



【手続補正 1 1】

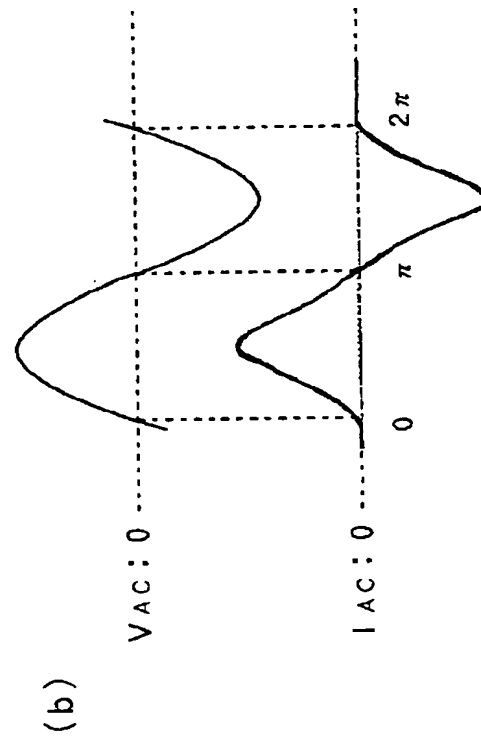
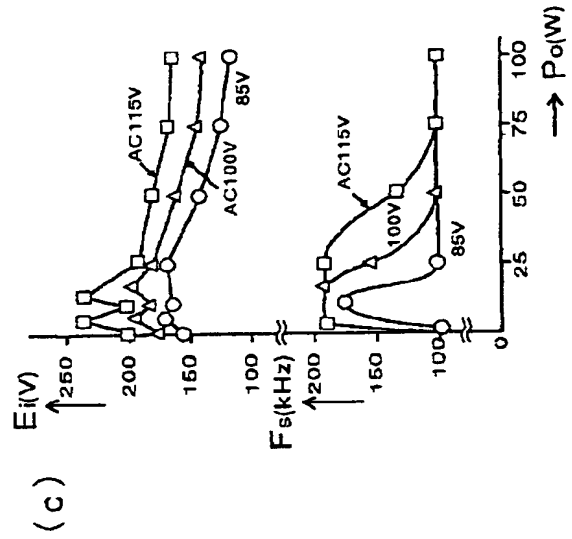
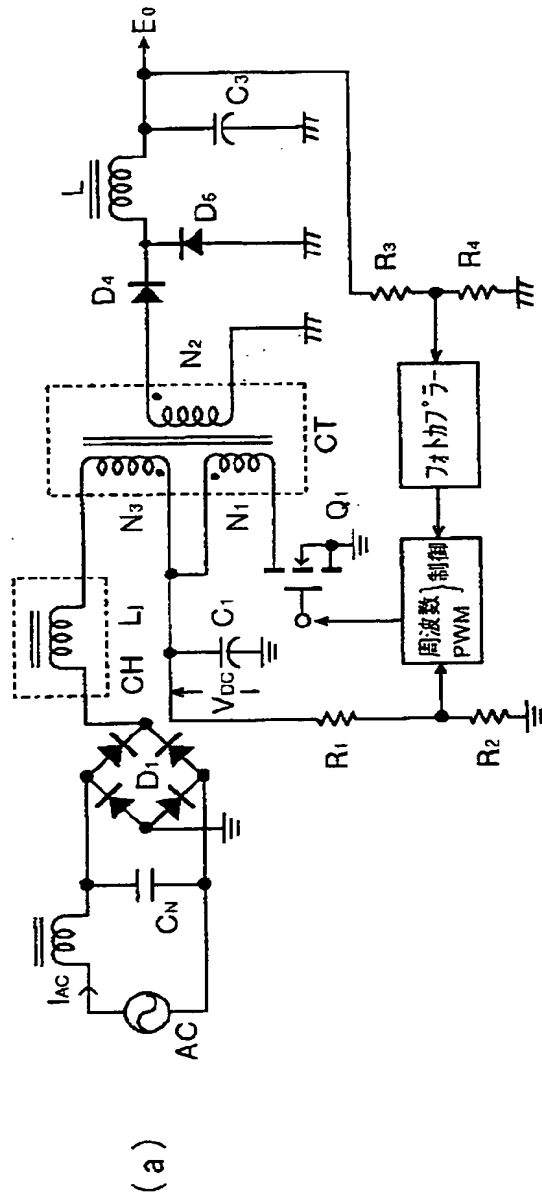
【補正方法】 変更

【補正対象書類名】 図面

【補正内容】

【補正対象項目名】 図 1 8

【図 1 8】



【手続補正12】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図19

【補正方法】変更

【補正内容】

【図19】

